

PAT-NO: JP411205043A

DOCUMENT-IDENTIFIER: JP 11205043 A

TITLE: **MIXER** CIRCUIT AND PORTABLE TELEPHONE SET USING THE SAME

PUBN-DATE: July 30, 1999

INVENTOR-INFORMATION:

NAME	COUNTRY
IRIE, KIYOSHI	N/A

ASSIGNEE-INFORMATION:

NAME	COUNTRY
HITACHI LTD	N/A

APPL-NO: JP10001671

APPL-DATE: January 7, 1998

INT-CL (IPC): H03D007/18, H04B001/26

ABSTRACT:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a **mixer** circuit, capable of sufficiently suppressing an interfering wave by an image frequency, without accompanied increase in a circuit scale.

SOLUTION: This **mixer** circuit 100a, which is provided with a multiplier 3 connected to a first inputting part 1, a multiplier 4 connected to a second inputting part 2 and an adder 5a and corresponding to RF signals in plural different frequency bands, is provided with an input signal distributor 10, an adder 11 and a station transmission signal distributor 7a. Then, concerning an RF signal from the part 2, the multiplier 3 which is not used concerning an RF signal from the part 1 at this time is used, in addition to the original multiplier 4 to constitute an image canceling **mixer** circuit so as to suppress the interfering wave of the image frequency.

COPYRIGHT: (C)1999,JPO

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-205043

(43) 公開日 平成11年(1999) 7月30日

(51) IntCl.⁶

識別記号

F I

H 0 3 D 7/18

H 0 3 D 7/18

H 0 4 B 1/26

H 0 4 B 1/26

J

審査請求 未請求 請求項の数 9 O L (全 11 頁)

(21) 出願番号 特願平10-1671

(22) 出願日 平成10年(1998) 1月7日

(71) 出願人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(72) 発明者 入江 清

東京都小平市上水本町五丁目20番1号 株

式会社日立製作所半導体事業部内

(74) 代理人 弁理士 武 順次郎

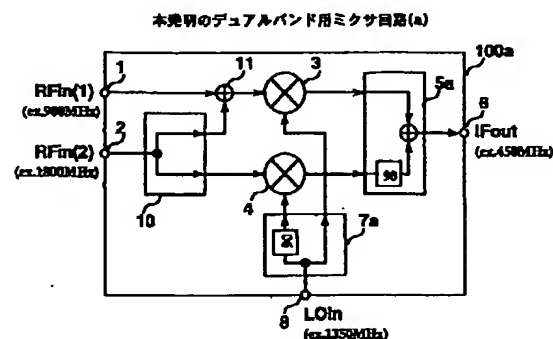
(54) 【発明の名称】 ミキサ回路及びそれを使用した携帯電話機

(57) 【要約】

【課題】 回路規模の増大を伴うことなく、十分にイメージ周波数による妨害波の抑制が得られるようにしたミキサ回路を提供すること。

【解決手段】 第1の入力部1に接続された掛算器3と、第2の入力部2に接続された掛算器4、それに加算器5aを備え、複数の異なる周波数帯域のRF信号に対応するようにしたミキサ回路100aにおいて、入力信号分配器10と加算器11、それに局発信号分配器7aを設け、入力部2からのRF信号については、本来の掛算器4に加えて、このときは入力部1からのRF信号については使用されていない掛算器3を用いてイメージ・キャンセル・ミキサ回路を構成し、イメージ周波数の妨害波を抑圧するようにしたもの。

【図1】



【特許請求の範囲】

【請求項1】 入力信号と局発信号を乗算する複数の掛算器と、これら複数の掛算器の出力を加算する加算器を用い、複数の周波数帯域を異にする入力信号を夫々受信して中間周波数信号を出力する方式のミキサ回路において、

前記掛算器の内の或る1個の掛算器による入力信号受信時、更に他の1個の掛算器を用いてイメージ・キャンセル・ミキサ回路が形成されるように構成したことを特徴とするミキサ回路。

【請求項2】 少なくとも2個の入力部(例えば1、2)と、

これら入力部の少なくとも一方の入力部(例えば1)に接続された加算器(例えば11)と、

前記一方の入力部以外の他の入力部(例えば2)に接続され、該入力部(例えば2)から入力した信号をそれぞれ同じ位相の第1の入力信号と第2の入力信号に分配する入力信号分配器(例えば10)と、

前記第1の入力部(例えば1)から入力した信号と、前記入力信号分配器(例えば10)から出力される第1の入力信号とを加算する第1の加算器(例えば11)と、

局発入力部(例えば8)から入力した局発信号を、同位相の第1の局発信号と90度位相が異なった第2の局発信号に分配する局発信号分配器(例えば7a)と、前記第1の加算器(例えば11)の出力と、前記局発信号分配器(例えば7a)から出力される前記第1の局発信号を入力し、周波数変換する第1の掛算器(例えば3)と、

前記入力信号分配器(例えば10)から出力される前記第2の入力信号と、前記局発信号分配器(例えば7a)から出力される前記第1の局発信号を入力し、周波数変換する第2の掛算器(例えば4)と、

前記第2の掛算器(例えば4)の出力信号を90度移相して、前記第1の掛算器(例えば3)の出力信号に加算する第2の加算器(例えば5a)とを設け、

該第2の加算器(例えば5a)からイメージ・キャンセルされた中間周波信号を得るように構成したことを特徴とするミキサ回路。

【請求項3】 少なくとも2個の入力部(例えば1、2)と、

これら入力部の少なくとも一方の入力部(例えば1)に接続された加算器(例えば11)と、

前記一方の入力部以外の他の入力部(例えば2)に接続され、該入力部(例えば2)から入力した信号をそれぞれ同じ位相の第1の入力信号と第2の入力信号に分配する入力信号分配器(例えば10)と、

前記第1の入力部(例えば1)から入力した信号と、前記入力信号分配器(例えば10)から出力される第1の入力信号とを加算する第1の加算器(例えば11)と、

局発入力部(例えば8)から入力した局発信号を、同位相の第1の局発信号と90度位相が異なった第2の局発信

号に分配する局発信号分配器(例えば7b)と、

前記第1の加算器(例えば11)の出力と、前記局発信号分配器(例えば7b)から出力される前記第2の局発信号を入力し、周波数変換する第1の掛算器(例えば3)と、前記入力信号分配器(例えば10)から出力される前記第2の入力信号と、前記局発信号分配器(例えば7a)から出力される前記第1の局発信号を入力し、周波数変換する第2の掛算器(例えば4)と、

前記第1の掛算器(例えば3)の出力信号を90度移相して、前記第2の掛算器(例えば4)の出力信号に加算する第2の加算器(例えば5b)とを設け、

該第2の加算器(例えば5b)からイメージ・キャンセルされた中間周波信号を得るように構成したことを特徴とするミキサ回路。

【請求項4】 少なくとも2個の入力部(例えば1、2)と、

これら入力部の少なくとも一方の入力部(例えば1)に接続された加算器(例えば11)と、

前記一方の入力部以外の他の入力部(例えば2)に接続され、該入力部(例えば2)から入力した信号を同位相の第1の入力信号と90度位相が異なった第2の入力信号に分配する入力信号分配器(例えば10a)と、

前記第1の入力部(例えば1)から入力した信号と、前記入力信号分配器(例えば10b)から出力される第1の入力信号とを加算する第1の加算器(例えば11)と、

局発入力部(例えば8)から入力した局発信号を、同位相の第1の局発信号と第2の局発信号に分配する局発信号分配器(例えば7)と、

前記第1の加算器(例えば11)の出力と、前記局発信号分配器(例えば7)から出力される前記第1の局発信号を入力し、周波数変換する第1の掛算器(例えば3)と、

前記入力信号分配器(例えば10)から出力される前記第2の入力信号と、前記局発信号分配器(例えば7)から出力される前記第2の局発信号を入力し、周波数変換する第2の掛算器(例えば4)と、

前記第1の掛算器(例えば3)の出力信号を90度移相して、前記第2の掛算器(例えば4)の出力信号に加算する第2の加算器(例えば5b)とを設け、

該第2の加算器(例えば5b)からイメージ・キャンセルされた中間周波信号を得るように構成したことを特徴とするミキサ回路。

【請求項5】 少なくとも2個の入力部(例えば1、2)と、

これら入力部の少なくとも一方の入力部(例えば1)に接続された加算器(例えば11)と、

前記一方の入力部以外の他の入力部(例えば2)に接続され、該入力部(例えば2)から入力した信号を同位相の第1の入力信号と90度位相が異なった第2の入力信号に分配する入力信号分配器(例えば10b)と、

前記第1の入力部(例えば1)から入力した信号と、前記

入力信号分配器(例えば10b)から出力される第2の入力信号とを加算する第1の加算器(例えば11)と、局発入力部(例えば8)から入力した局発信号を、同位相の第1の局発信号と第2の局発信号に分配する局発信号分配器(例えば7)と、

前記第1の加算器(例えば11)の出力と、前記局発信号分配器(例えば7)から出力される前記第1の局発信号を入力し、周波数変換する第1の掛算器(例えば3)と、前記入力信号分配器(例えば10)から出力される前記第2の入力信号と、前記局発信号分配器(例えば7)から出力される前記第2の局発信号を入力し、周波数変換する第2の掛算器(例えば4)と、前記第2の掛算器(例えば4)の出力信号を90度移相して、前記第1の掛算器(例えば3)の出力信号に加算する第2の加算器(例えば5a)とを設け、該第2の加算器(例えば5a)からイメージ・キャンセルされた中間周波信号を得るように構成したことを特徴とするミキサ回路。

【請求項6】 請求項2乃至請求項5の何れかの発明において、前記信号分配器(例えば7a、7b)と、前記局発信号分配器(例えば7a、7b)の少なくとも1個が、入力された信号の周波数を2倍に変換する周波数逡倍器(例えば50)と、該周波数逡倍器の出力を入力し、その周波数を1/2に変換して2分配する90度位相シフタ(例えば51)とで構成されていることを特徴とするミキサ回路。

【請求項7】 請求項2乃至請求項5の何れかの発明において、前記信号分配器(例えば7a、7b)と、前記局発信号分配器(例えば7a、7b)の少なくとも1個が、入力された信号の周波数を2倍に変換する周波数逡倍器(例えば50)と、該周波数逡倍器の出力を入力し、その周波数を1/2に変換して90度位相を異にする第1と第2の出力に分配する90度位相シフタ(例えば51)と、前記入力された信号を前記第1と第2の出力の一方にそのまま出力するスイッチ(例えば52、53)とで構成されていることを特徴とするミキサ回路。

【請求項8】 請求項1乃至請求項5の何れかに記載のミキサ回路を用い、複数の周波数帯で動作するように構成したことを特徴とする携帯電話機。

【請求項9】 請求項8に記載の携帯電話機において、前記ミキサ回路が、他の回路要素の少なくとも一部と共に半導体集積回路化されていることを特徴とする携帯電話機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、イメージ周波数成分を抑圧するミキサ回路と、それを使用した携帯電話機、並びに、それを搭載した半導体集積回路に係り、特

に異った2種以上の周波数帯域や変調方式に応じて使い分けが可能な共用携帯電話機に好適なミキサ回路に関する。

【0002】

【従来の技術】近年、GSM(Global system for mobile communications:世界規模移動体通信システム)、DCS1800(Digital cellular system:デジタル区分システム)、PCS1900(Personal communication system:個別通信システム)、PDC(Personal digital cellular 900/1500:個別デジタル区分システム)、AMPS(Advanced mobile phone service:最新移動体電話サービス)、TACS(Total access communications system:総合接続通信システム)などに代表される、バッテリー駆動の携帯電話端末を用いたアナログ・デジタル方式携帯電話システムは益々発展を続けており、これに伴い、携帯通信端末の高性能化要求も留まるところを知らない趨勢にある。

【0003】そして、このような割り当て周波数帯域やシステム種別の増加に対応して、最近では、1台の携帯電話端末で2種の周波数帯の通話が可能な「デュアルバンド機」や、さらには2種の異なるシステム(異なる変調方式)に対応可能な「デュアルモード機」などの共用機が登場し、これに伴い、回路の小型化や高性能化に対する要求は厳さを増すばかりである。

【0004】ところで、このような共用機を実現する場合、回路規模の増加を抑制する見地から、アンテナからミキサ回路までを複数周波数帯域対応にし、ミキサ回路以降のIF(Immediate Frequency:中間周波数)回路については共通に使用するのが一般的であり、従って、「デュアルモード機」、例えばAMPS(FM変調)とPCS1900(GMSK変調)の共用機では、ミキサ回路以降では、復調回路の一部だけを2系統化すればよいことになる。

【0005】このようなデュアルバンド対応の携帯電話端末で、従来から使用されているミキサ回路の一例を図8に示す。この図8に示したミキサ回路100は、2系統のRF(Radio Frequency:高周波数)入力部1、2と、掛算器(例えばGilbert Cell)3、4、加算器5、IF入力部6、局発信号分配器7、それに局発入力部8とで構成され、これにより、GSM(900MHz帯)と、DCS1800(1800MHz帯)の2バンドに対応できるようにしたものである。

【0006】そして、各掛算器3、4の一方の入力には、各入力部1、2から入力した例えば900MHzの高周波信号RF_{in}(1)と、同じく例えば1800MHzの高周波信号RF_{in}(2)を夫々供給し、他方の入力には、局発入力部8から入力され、局発信号分配器7により分配された局発信号LO_{in}を供給し、その各々の出力を加算器5により加算して、IF出力部6から例えば450MHzの中間周波信号IF_{out}を出力するようにな

っている。

【0007】この場合、加算器5は、一般には配線の接続だけによるコレクタ加算方式となり、回路(素子)数としては1系統のミキサ回路の2倍となる。また、RF入力部1、2には必ず整合回路(フィルタ)が必要であり、異なる周波数を入力する場合、この整合回路も2系統以上必要であるので、一般にはこのような回路構成にしている。

【0008】図9は、デュアルバンド対応の共用機の一
例で、アンテナ19で受信された一方のバンドの信号、
例えば900MHzのRF信号は、初段のフィルタ20
と増幅器21、それに後段のフィルタ22を介してミキサ
回路100のRF入力部1に入力され、他方のバンド
のRF信号、例えば1800MHzのRF信号は、初段
のフィルタ23と増幅器24、それに後段のフィルタ2
5を介してミキサ回路100のRF入力部2に入力され
る。

【0009】そして、ミキサ回路100のIF出力部6
から出力された、例えば450MHzの中間周波信号I
Foutは、フィルタ26を介して復調部27に入力され、
復調されてから信号処理部28で処理されてからス
ピーカ29に供給されるようになっている。

【0010】一方、マイク30から信号処理部28に入
力された音声信号は変調部32に供給され、変調された
RF信号となって送信増幅回路33に供給され、アンテ
ナ19から電波として送信されることになる。このと
き、変調部32には、局部発振器31からミキサ回路1
00に供給されている局発信号LOinが供給され、こ
れにより送信周波数が規定されるようになっている。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】上記従来技術は、ミキサ
回路の前段に高性能のフィルタを要する点について配
慮がされておらず、デュアルバンド対応に伴う回路規模
の増大化とコスト上昇に問題があった。以下、この点に
ついて詳しく説明すると、例えば、いま、上記したよう
に、900MHz帯(GSM)と、1800MHz帯(D
CS1800)の2周波数帯の共用機を想定し、IF周
波数を450MHz、局発周波数を1350MHzとす
ると、このとき一般的には、帯域外の不要妨害波を抑圧
するため、図9に示すミキサ回路100の前段のフィル
タ20、22、23、25として、かなり急峻な特性の
フィルタの装備が必須となる。

【0012】また、この場合、高い周波数帯域側フィル
タ23、25は、同一のフィルタ形式で、同じ大きさ
(形状)で比較した場合、低い周波数帯域側のフィルタ2
0、22に比して、一般的には帯域外の抑圧特性が劣っ
たものになってしまうのが通例である。

【0013】そこで、デュアルバンド対応に際しては、
通常使用されているSAW(SurfaceAcoustic Wave: 表
面弾性波)フィルタでは特性が不十分で、例えば誘電体

フィルタやセラミックフィルタのように、急峻で大きな
減衰量を得られるフィルタを必要とする。しかして、こ
れら誘電体フィルタやセラミックフィルタは、SAWフ
ィルタに比して形状が大きくなってしまおうという問題が
あり、且つ、SAWフィルタに比して量産効率が悪いた
め、上記したように、価格も高くなってしまおうという問
題が生じてしまうのである。

【0014】次に、ここで特に問題になる妨害波成分に
ついて、図7により説明する。妨害波の成分は、受信回
路の構成により異なるが、ここでは、図7の上の図に示
すように、2個のミキサ40、41を用い、2段階で周
波数変換するダブル・コンバージョン方式の場合を想定
する。なお、この図7では、周波数の単位であるHzは
省略してあり、従って、Mとは、MHzのことである。

【0015】まず1段目のミキサ40は、図8のミキサ
回路100における掛算器4と同じくRF入力部2から
入力される1800MHzのRF信号42を、局発入力
部8から入力される1350MHzの局発信号43(L
O)により周波数変換を行い、450MHzのIF信号
44を出力する。

【0016】次に第2段目のミキサ41は、1段目のミ
キサ40の出力であるIF信号44を、500MHzの
第2の局発信号45(LO2)により周波数変換し、50
MHzのIF信号46を出力する。この場合、第1段目
のミキサ40の出力であるIF信号44と同じ450M
Hzの周波数になって、希望波に対して妨害となってし
まう第1のイメージ周波数信号42a(First Image=LO
-RF=900MHz)と、第2段目のミキサ41の出力信号46
(IF2)と同じ周波数(50MHz)となって、希望波に対して妨
害になってしまう第2のイメージ周波数の中の一
種の信号42b(2nd Image(1)=LO-LO2-IF2=800MHz)、第2の
イメージ周波数の中のもう一種の信号42c(2nd Image
(2)=LO+LO2+IF2=1900MHz)などは、通常のミキサ回路
では、理論的に抑圧できないので、それより前段のフ
ィルタで抑圧するしかない。

【0017】ここで、高い周波数帯域側のRF信号(D
CS1800)については、1705MHz以下の帯域
と、1980MHz以上の帯域において、ミキサの周波
数変換により希望波の帯域に変換される範囲にある特別
な周波数群については、携帯電話のアンテナに-43dBmの電力の妨害波を入力した場合でも受信できること
が規格で定められており、従って、実用機としては、こ
のような大きな信号を、ミキサ入力部2では、-100
dBm~-110dBmまで十分に減衰させる必要がある。

【0018】この特別な周波数群の一種に、イメージ周
波数42aと、第2のイメージ周波数の一種の周波数4
2bがあり、これらを減衰させるため、入力部2側の前
段にあるフィルタ23、25には、減衰量が70dB以
上、できれば80dB以上あるものが必要となる。しか

して、一般的なSAWフィルタに期待できる減衰量は30dB程度に過ぎないから、これを2段用いても10dB~20dB程度は足りないことになり、従って、前述のように、現状では誘電体フィルタやセラミックフィルタなど、形状が大きくて高価なフィルタを使わざるを得ないことが判る。

【0019】さらに第2のイメージ周波数の他の一種の周波数42cについては、フィルタ23、25による減衰量として、10dB~20dB程度は必要となるが、この場合は受信帯域の近傍になるので、抑圧度はほとんど得られず、従って、ここでも10dB~20dBの減衰量が足りないことになる。

【0020】一方、このようなイメージ周波数の抑圧がミキサ回路自体により得られるようにした、いわゆるイメージ・キャンセル・ミキサ回路が従来から知られている。このミキサ回路は、その名称の通り、イメージ周波数を抑圧する機能を備えたミキサ回路で、通常の掛算器2個に、90度位相シフトと、加算器などを付加した構成となっている。

【0021】しかして、このイメージ・キャンセル・ミキサ回路を、共用機のミキサ回路に適用したとすると、一方のミキサ回路だけで2個の掛算器が必要で、このためデュアルバンド対応なら、合計3個の掛算器を要することになり、回路素子数と、その配置に必要な面積は、大まかに言って1.5倍になる。また、この場合、出力側の加算器は3系統の信号の加算となるので、配線容量は同じく1.5倍になり、出力レベルの低下による性能低下が免れないであろうことは容易に推測できる。

【0022】本発明の目的は、回路規模の増大を伴うことなく、十分にイメージ周波数による妨害波の抑制が得られるようにしたミキサ回路を提供することにあり、更に、このミキサ回路により、高性能化が得られるようにした携帯電話機を提供することにある。

【0023】

【課題を解決するための手段】上記目的は、入力信号と局発信号を乗算する複数の掛算器と、これら複数の掛算器の出力を加算する加算器を用い、複数の周波数帯域を異にする入力信号を夫々受信して中間周波数信号を出力する方式のミキサ回路において、前記掛算器の内の或る1個の掛算器による入力信号受信時、更に他の1個の掛算器を用いてイメージ・キャンセル・ミキサ回路が形成されるようにして達成される。

【0024】複数の周波数帯で動作する共用機では、夫々の周波数帯の信号に対応した掛算器がミキサ回路に存在し、何れかの周波数帯で動作しているとき、対応する掛算器以外の掛算器は遊んでいる状態にある。そこで、本発明では、この共用機での遊んでいる掛算器の存在に着目し、これを併用してイメージ・キャンセル・ミキサを構成すべく想到したものであり、この結果、回路規模*

*の増大を伴わずに、イメージ周波数の妨害波が抑圧できるようにしたものである。

【0025】

【発明の実施の形態】以下、本発明について、図示の実施形態により詳細に説明する。図1は、本発明によるミキサ回路の一実施形態で、図において、100aはミキサ回路、10は入力信号分配器、11は加算器であり、その他の構成は、ブロックで見た限りは、図8に示した従来技術によるミキサ回路と同じであるが、このミキサ回路100aでは、図8のミキサ回路100における加算器5に代えて加算器5aが設けてあり、同じく局発信号分配器7に代えて局発信号分配器7aが設けてある。

【0026】加算器5aは、その2系統の入力経路の一方に90度の移相回路を備えた加算回路で構成され、900MHz帯の掛算器3の出力信号と、1800MHz帯の掛算器4の出力を90度移相した信号とを加算する働きをする。局発信号加算器7aは、その2系統の出力経路の一方に90°の移相回路を備えた回路で構成され、掛算器3には1350MHzの局発信号をそのまま供給すると共に、掛算器4には1350MHzの局発信号を90°移相して供給する働きをする。

【0027】分配器10は、高い周波数帯域側の入力部2から供給されるRF信号を掛算器4と入力信号加算器11に夫々分配して供給する働きをする。入力信号加算器11は、低い周波数帯域側の入力部1から供給されるRF信号と、分配器10を介して供給される高い周波数帯域側のRF信号とを一緒にして掛算器3に入力する働きをする。

【0028】従って、この図1のミキサ回路100aは、図8に示した従来技術のミキサ回路100と同じく、低い周波数帯域側のGSM(900MHz帯)と、高い周波数帯域側のDCS1800(1800MHz帯)の2バンド対応になっているが、このとき、低い周波数帯域側のGSM(900MHz帯)のRF信号に対しては、従来技術と同じ動作となるが、高い周波数帯域側のDCS1800(1800MHz帯)のRF信号に対しては、上記したイメージ・キャンセル・ミキサ回路として動作することになり、これにより、図7で説明した第1のイメージ周波数42aと第2のイメージ周波数42b、42cを抑圧するようにしたものである。

【0029】ここで、いま、第1のイメージ周波数信号42aを V_{Image} 、局発信号を V_{L0} 、希望波に重なる妨害信号 $\omega_{IF(unwanted)}$ 、掛算器の利得をKとすると、 $V_{Image} = A \cos(\omega_{Image} \cdot t) \dots \dots \dots (1)$
 $V_{L0} = B \cos(\omega_{L0} \cdot t) \dots \dots \dots (2)$
 $\omega_{IF(unwanted)} = \omega_{L0} - \omega_{Image} \dots \dots \dots (3)$ となる。

【0030】そうすると、第1の掛算器3の出力V1は、次の(4)式の通りになる。

$$V1 = A1 \cos(\omega_{Image} \cdot t) \cdot B1 \cos(\omega_{L0} \cdot t) \cdot K1$$

$$\begin{aligned}
 &= (A_1 \cdot B_1 \cdot K_1) / 2 \cdot \{ \cos\{(\omega_{\text{Image}} + \omega_{L0}) \cdot t\} \\
 &\quad + \cos\{(\omega_{\text{Image}} - \omega_{L0}) \cdot t\} \} \\
 &= (A_1 \cdot B_1 \cdot K_1) / 2 \cdot \{ \cos\{(\omega_{\text{Image}} + \omega_{L0}) \cdot t\} \\
 &\quad + \cos\{\omega_{IF} \cdot t\} \} \cdots \cdots (4)
 \end{aligned}$$

【0031】また、第2の掛算器4の出力V2は、次の* * (5)式の通りになる。

$$\begin{aligned}
 V2 &= A_2 \cos(\omega_{\text{Image}} \cdot t) \cdot B_2 \cos(\omega_{L0} \cdot t + \pi/2) \cdot K_2 \\
 &= (A_2 \cdot B_2 \cdot K_2) / 2 \cdot \{ \cos\{(\omega_{\text{Image}} + \omega_{L0}) \cdot t + \pi/2\} \\
 &\quad + \cos\{(\omega_{\text{Image}} - \omega_{L0}) \cdot t - \pi/2\} \} \\
 &= (A_2 \cdot B_2 \cdot K_2) / 2 \cdot \{ \cos\{(\omega_{\text{Image}} + \omega_{L0}) \cdot t + \pi/2\} \\
 &\quad + \cos\{(\omega_{IF} \cdot t + \pi/2)\} \} \cdots \cdots (5)
 \end{aligned}$$

【0032】次に、加算器5aの出力の中で、希望波に重なる妨害信号成分V_{IF(unwanted)}について見ると、これは、(4)式と(5)式の第2項だけからなる成分になる。※

※そこで、この成分に対する動作を考えると、次の(6)式となる。

$$V_{IF(unwanted)} = V1 + V2 \angle 90 = 0 \cdots \cdots (6)$$

従って、第1のイメージ周波数の信号42aの大きさは0、すなわち、この信号42aは抑圧され、希望波の周波数には変換されないことが判る。第2のイメージ周波数42b、42cについても同様である。

【0033】ところで、この場合、(4)式と(5)式から明かなように、(6)式が成立するためには、次の(7)

$$A_1 \cdot B_1 \cdot K_1 = A_2 \cdot B_2 \cdot K_2 \cdots \cdots (7)$$

つまり、この実施形態では、各部での位相精度がきちんと取れていることが、(6)式成立のための必須条件である。

【0034】そして、この条件には、入力信号分配器10の2信号の振幅精度と位相精度、局発信号分配器7aの2信号の振幅精度と位相精度、掛算器3、4の利得精度、さらに第2の加算器5aでの位相精度が対応し、これらが全て満足したとき、図1のミキサ回路100aでは、およそ40dB〜60dBのイメージ抑圧度が得られる。

【0035】ところで、このように、本発明の実施形態によるミキサ回路100aを用いた場合には、このミキサ回路100a自体で40dB〜60dBの減衰量を得ることができる。一方、上記したように、図9に示した共用機の場合、高周波帯域側の入力部2のフィルタ23、25に必要な減衰量は70dB〜80dBであり、他方、一般的なSAWフィルタの減衰量は30dB程度である。

【0036】そうすると、このミキサ回路100aを用いた場合には、フィルタ23、25として、一般的なSAWフィルタを用いたとしても、充分に第1のイメージ周波数の信号42aと第2のイメージ周波数の信号42b、42cを抑圧することができることになり、この結果、本発明の実施形態によれば、誘電体フィルタやセラミックフィルタなど大きな形状で高価なフィルタを使うことなく、充分に共用機に対応することができる。

【0037】そして、この実施形態では、高い周波数帯域側の動作に際しては、低い周波数帯域側の掛算器3

★が、高い周波数帯域側のミキサ回路の構成要素の一部として共用されるので、デュアルバンド対応の場合でも、合計2個の掛算器で済むことになり、回路素子数と、その配置に必要な面積の増加を確実に抑えることができ、且つ、出力側の加算器での信号の加算数の増加も無いので、出力レベルの低下の虞れも生じない。

【0038】ところで、図1の実施形態では、2系統のRF信号入力のうち、一方の入力に対してだけイメージ・キャンセル・ミキサ回路を形成させ、イメージ周波数成分を抑圧する動作が得られるように構成してあるが、このような共用機では、必ず使用されていないミキサ回路が他方に存在するから、入力の何れに対してもイメージ・キャンセル・ミキサ回路を形成させ、イメージ周波数成分を抑圧する動作が得られるように構成しても良い。

【0039】また、この図1の実施形態では、第2の入力部2から入力されるDCS1800(1800MHz帯)のRF信号を、第1の入力部1から入力されるGSM(900MHz帯)のRF信号に合成するのに、加算器11を用いている。しかし、本発明では、この加算器11の代りにスイッチを用い、2系統の信号を切り替えて掛算器3に入力するようにしても良い。このようにした実施形態の場合、スイッチで切り離される側を、例えば第1の入力部1側とすると、この入力でのインピーダンスを限りなくオープンに近づけることができるので、第1の入力部1の整合回路の設計が楽になり、容易に性能を上げることができる。

【0040】さらにまた、上記実施形態では、デュアルバンド対応とし、2系統のRF信号入力の場合について説明したが、3系統以上のRF信号入力対応にしても良い。この場合には、1系統、或いは複数系統の信号入力においてイメージ周波数成分を抑圧する動作をさせることになる。

【0041】一方、上記実施形態のように、デュアルバンド対応の場合で、第1の入力部1から入力したGSM(900MHz帯)のRF信号については、第1の掛算器

3だけを用い、通常ミキサ回路として動作をさせるのであれば、第2の掛算器4など、使用されない素子部分に対する電流の供給はオフにするように構成しても良く、この場合、GSM(900MHz帯)での動作時には消費電力を少なくすることができ、省エネによるバッテリー動作時間の延長を得ることができる。

【0042】さらに、上記実施形態では、局発信号が1台の局部発振器31から供給され、局発信号分配器7により分配されるように構成されているが、複数の局部発振器を用い、必要に応じて幾つかの局発入力部を持ち、必要に応じて幾つかの局発信号分配器にて分配されても*

$$\begin{aligned} V1 &= A1 \cos(\omega_{Image} \cdot t) \cdot B1 \cos(\omega_{LO} \cdot t + \pi/2) \cdot K1 \\ &= (A1 \cdot B1 \cdot K1) / 2 \cdot [\cos\{(\omega_{Image} + \omega_{LO}) \cdot t + \pi/2\} \\ &\quad + \cos\{(\omega_{Image} - \omega_{LO}) \cdot t - \pi/2\}] \\ &= (A1 \cdot B1 \cdot K1) / 2 \cdot [\cos\{(\omega_{Image} + \omega_{LO}) \cdot t + \pi/2\} \\ &\quad + \cos\{\omega_{IF} \cdot t\} + \pi/2] \dots \dots \dots (8) \end{aligned}$$

【0045】また、第2の掛算器4の出力V2は、次の※(9)式の通りになる。

$$\begin{aligned} V2 &= A2 \cos(\omega_{Image} \cdot t) \cdot B2 \cos(\omega_{LO} \cdot t) \cdot K2 \\ &= (A2 \cdot B2 \cdot K2) / 2 \cdot [\cos\{(\omega_{Image} + \omega_{LO}) \cdot t\} \\ &\quad + \cos\{(\omega_{Image} - \omega_{LO}) \cdot t\}] \\ &= (A2 \cdot B2 \cdot K2) / 2 \cdot [\cos\{(\omega_{Image} + \omega_{LO}) \cdot t\} \\ &\quad + \cos\{\omega_{IF} \cdot t\}] \dots \dots \dots (9) \end{aligned}$$

【0046】そして、加算器5bの出力で、希望波に重なる妨害信号成分VIF(unwanted)については、(8)式と★(9)式となる。

$$V_{IF(unwanted)} = V1 \angle 90 + V2 = 0 \dots \dots \dots (10)$$

従って、第1のイメージ周波数の信号42aの大きさは0、すなわち、この信号42aは抑圧され、希望波の周波数には変換されないことになり、このことは第2のイメージ周波数42b、42cについても同様で、いずれも抑圧されてしまうことになり、この結果、この図2の実施形態によっても、図1の実施形態と同様な作用効果が得られることが判る。

【0047】次に、図3は、本発明の第3の実施形態によるミキサ回路100cを示したもので、図2の実施形

* 良いことは自明である。

【0043】次に、図2は、本発明の第2の実施形態によるミキサ回路100bを示したもので、図1の実施形態によるミキサ回路100aと異なる点は、第2の加算器5aに代えて、移相回路が乗算器3からの入力経路に配置されている加算器5bが設けられ、局発信号分配器7aに代えて、同じく移相回路が乗算器3に対する出力経路に配置してある局発信号分配器7bが設けられている点にあり、その他の構成は同じである。

【0044】このミキサ回路100bの場合、第1の掛算器3の出力V1は、次の(8)式の通りになる。

★(9)式の第2項だけからなる成分になり、これは次の(10)式となる。

☆ 態によるミキサ回路100bと異なる点は、局発信号分配器7bに代えて、移相回路のない局発信号分配器7を用い、入力信号分配器10に代えて、移相回路が乗算器43に対する出力経路に配置してある入力信号分配器10aが設けられている点にあり、その他の構成は同じである。

【0048】そして、このミキサ回路100cの場合、第1の掛算器3の出力V1は、次の(11)式の通りになる。

$$\begin{aligned} V1 &= A1 \cos(\omega_{Image} \cdot t) \cdot B1 \cos(\omega_{LO} \cdot t) \cdot K1 \\ &= (A1 \cdot B1 \cdot K1) / 2 \cdot [\cos\{(\omega_{Image} + \omega_{LO}) \cdot t\} \\ &\quad + \cos\{(\omega_{Image} - \omega_{LO}) \cdot t\}] \\ &= (A1 \cdot B1 \cdot K1) / 2 \cdot [\cos\{(\omega_{Image} + \omega_{LO}) \cdot t\} \\ &\quad + \cos\{\omega_{IF} \cdot t\}] \dots \dots \dots (11) \end{aligned}$$

【0049】また、第2の掛算器4の出力V2は、次の◆40◆(12)式の通りになる。

$$\begin{aligned} V2 &= A2 \cos(\omega_{Image} \cdot t + \pi/2) \cdot B2 \cos(\omega_{LO} \cdot t) \cdot K2 \\ &= (A2 \cdot B2 \cdot K2) / 2 \cdot [\cos\{(\omega_{Image} + \omega_{LO}) \cdot t + \pi/2\} \\ &\quad + \cos\{(\omega_{Image} - \omega_{LO}) \cdot t + \pi/2\}] \\ &= (A2 \cdot B2 \cdot K2) / 2 \cdot [\cos\{(\omega_{Image} + \omega_{LO}) \cdot t + \pi/2\} \\ &\quad + \cos\{\omega_{IF} \cdot t - \pi/2\}] \dots \dots \dots (12) \end{aligned}$$

【0050】そして、加算器5bの出力で、希望波に重なる妨害信号成分VIF(unwanted)については、(8)式と★(9)式と★(10)式と同じく、次の(13)式となる。

$$V_{IF(unwanted)} = V1 \angle 90 + V2 = 0 \dots \dots \dots (13)$$

従って、この図3の実施形態によっても、第1のイメージ周波数の信号42aの大きさを0、すなわち、この信号42aは抑圧され、希望波の周波数には変換されないことになり、第2のイメージ周波数42b、42cについ

* (9)式の第2項だけからなる成分になり、これは上記した(10)式と同じく、次の(13)式となる。

※ 42aは抑圧され、希望波の周波数には変換されないことになり、第2のイメージ周波数42b、42cについ

でも同様で、いずれも抑圧されてしまうことになり、この結果、図1と図2の実施形態と同様な作用効果を得ることができる。

【0051】さらに、図4は、本発明の第4の実施形態によるミキサ回路100dを示したもので、図3の実施形態によるミキサ回路100cと異なる点は、低い周波数帯域側の掛算器3の出力経路に移相回路を有する加算器5bに代えて、高い周波数帯域側の掛算器4の出力経路*

$$\begin{aligned} V1 &= A1 \cos(\omega_{Image} \cdot t + \pi/2) \cdot B1 \cos(\omega_{L0} \cdot t) \cdot K1 \\ &= (A1 \cdot B1 \cdot K1) / 2 \cdot \{ \cos\{(\omega_{Image} + \omega_{L0}) \cdot t + \pi/2\} \\ &\quad + \cos\{(\omega_{Image} - \omega_{L0}) \cdot t + \pi/2\} \} \\ &= (A1 \cdot B1 \cdot K1) / 2 \cdot \{ \cos\{(\omega_{Image} + \omega_{L0}) \cdot t + \pi/2\} \\ &\quad + \cos\{\omega_{IF} \cdot t\} - \pi/2 \} \dots \dots \dots (14) \end{aligned}$$

【0053】また、第2の掛算器4の出力V2は、次の※ ※(15)式の通りになる。

$$\begin{aligned} V2 &= A2 \cos(\omega_{Image} \cdot t) \cdot B2 \cos(\omega_{L0} \cdot t) \cdot K2 \\ &= (A2 \cdot B2 \cdot K2) / 2 \cdot \{ \cos\{(\omega_{Image} + \omega_{L0}) \cdot t\} \\ &\quad + \cos\{(\omega_{Image} - \omega_{L0}) \cdot t\} \} \\ &= (A2 \cdot B2 \cdot K2) / 2 \cdot \{ \cos\{(\omega_{Image} + \omega_{L0}) \cdot t\} \\ &\quad + \cos\{\omega_{IF} \cdot t\} \} \dots \dots \dots (15) \end{aligned}$$

【0054】従って、加算器5bの出力で、希望波に重なる妨害信号成分 $V_{IF(unwanted)}$ については、(14)式と★ 20★(15)式の第2項だけからなる成分になるので、これは上

$$V_{IF(unwanted)} = V1 + V2 \angle 90 = 0 \dots \dots \dots (16)$$

従って、この図4の実施形態によっても、第1のイメージ周波数の信号42aの大きさを0、すなわち、この信号42aは抑圧され、希望波の周波数には変換されないことになり、第2のイメージ周波数42b、42cについても同様で、いずれも抑圧されてしまうことになり、この結果、図1～図3の実施形態と同様な作用効果を得ることができる。

【0055】次に、上記実施形態における局発信号分配器7a、7bと、入力信号分配器10a、10bの具体例について説明する。なお、これらは、何れも1系統の信号を2系統の信号に分割し、一方の信号を90°位相シフトして出力するという同じ機能を有するものであり、従って、その内部ブロック構成は、何れも同じものとするので、以下、全て同じ構成とした場合について、単に信号分配器SDとして説明する。

【0056】まず、図5は、周波数通倍器50と、90度位相シフタ51を用いて構成した信号分配器SDの一例である。周波数通倍器50は、入力端子Xから供給された局発信号、又は高い周波数帯域側のRF信号を入力し、その周波数を2倍に変換して出力する働きをする。90度位相シフタ51は、周波数が2倍にされた信号を入力し、この入力された信号を1/2分周し、同時に90度位相をずらした2種の信号に分配して、2個の出力端子Y、Zの夫々に供給する働きをする。

【0057】ここで、1系統の信号を2系統の信号に分配し、その一方の信号の位相を、他方の信号の位相に対して90度ずらして出力する回路としては、90度位相シフタを用いるのが一般的である。そこで、この図5の☆50

*路に移相回路を有する加算器5aを用い、移相回路が乗算器43に至る経路に配置してある入力信号分配器10aに代えて、加算器11に至る経路に移相回路を有する入力分配器10bが設けられている点にあり、その他の構成は同じである。

【0052】そして、このミキサ回路100dの場合、第1の掛算器3の出力V1は、次の(14)式の通りになる。

20★(15)式の第2項だけからなる成分になるので、これは上

記した(6)式と同じく、次の(16)式となる。

☆信号分配器SDでも90度位相シフタ51を用いたのであり、この場合、90度位相シフタ51では、入力された信号の周波数が1/2に分周されてしまうので、さらに周波数通倍器50を設けているのである。

【0058】次に、図6は、本発明のミキサ回路における信号分配器SD(10a、7a)の他の一例である。上記したように、この信号分配器SDは、機能としては、入力された信号を0度と90度の2信号に分配するものである。従って、機能ブロック図として見た場合には、0度の信号はただの線となるので、ここではC/Nの劣化は無いと思われるが、実際の回路は、図5、図6に示すように、0度の信号も必ず周波数通倍器50と90度位相シフタ51を通ることになり、大きなC/Nの劣化が考えられる。

【0059】一方、GSM(900MHz帯)のシステムでは、希望信号に対して3MHz離れた周波数で、76dBcの大きな電力の妨害信号を入力しても、受信が可能であることが規格として要求されている。この場合、妨害信号自身が折り返されて希望信号の周波数に重なることは、厳密には別の規格で規定されているので、問題ないが、妨害信号、又はミキサ回路に注入される局発信号のC/Nが悪いと、76dBcも大きな電力の妨害信号を入力していることから、妨害信号の中心周波数から3MHz離れた「すその」雑音レベルが希望信号に重なってしまい、ひいては希望信号のC/N劣化につながる虞れがある。

【0060】従って、RF入力信号、又は局発信号を周波数通倍器50と90度位相シフタ51を使って分配す

るのは、GSM(900MHz帯)のシステムなど、C/Nに対する厳しい規格がある場合は使えない。図6の例は、この場合に対応したもので、第1の信号スイッチ52と第2の信号スイッチ(53)を設け、これにより、C/Nを劣化させたくない信号については、周波数選倍器50も90度位相シフタ51も迂回(パス)させることができるようにしたものである。

【0061】いま、例えば、GSM(900MHz帯)用とDCS1800(1800MHz帯)用の2種の周波数帯の共用機の場合についてみると、GSMシステムは、上記したように、希望信号に対して、3MHz離れた周波数で、76dBcの大きな電力の妨害信号を入力するという非常に厳しい規格になっている。

【0062】この場合、DCS1800システムでは、第1のイメージ周波数の信号42aと第2のイメージ周波数の信号42b、42c)の抑圧が難しい。そこで、この場合には、スイッチを備えた、図6に示す信号分配器SDを使用して本発明を実施するのが好ましい。

【0063】従って、以上の実施形態によるミキサ回路を「デュアルバンド機」や「デュアルモード機」、或いは「トリプルバンド機」など、複数の周波数帯を共用する携帯電話機に適用することにより、小型で、必要に応じて、十分にイメージ周波数成分の抑圧が得られる高性能の携帯電話機を容易に提供することができる。

【0064】ところで、携帯電話機では、その回路の少なくとも一部を半導体集積化するのが通例であり、従って、本発明によるミキサ回路の適用に際しても、携帯電話機の少なくとも一部として半導体集積化するのが好ましい実施形態であり、これによれば、半導体集積回路に外付けすべきフィルタの性能を選ぶ必要のない小型で高性能の半導体集積回路を提供できる。

【0065】

【発明の効果】本発明によれば、イメージ・キャンセル・ミキサ機能の発揮に必要な2個の増算器の一方を、他の周波数帯用として備えられている増算器の流用により得るようにしたので、共用機に適用することにより、回路素子数の増加を抑えることができ、この結果、回路規模の小型化と低価格化を容易に図ることができる。

【0066】また、本発明によれば、大型で高価なフィルタを使用しなくても、厳しい規制に容易に対応できるので、小型で高性能の共用機を低価格で容易に提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明によるミキサ回路の第1の実施形態を示すブロック図である。

【図2】本発明によるミキサ回路の第2の実施形態を示すブロック図である。

【図3】本発明によるミキサ回路の第3の実施形態を示すブロック図である。

【図4】本発明によるミキサ回路の第4の実施形態を示

すブロック図である。

【図5】本発明によるミキサ回路で使用する信号分配器の第1の実施形態を示すブロック図である。

【図6】本発明によるミキサ回路で使用する信号分配器の第2の実施形態を示すブロック図である。

【図7】ミキサ回路において問題となるイメージ周波数の説明図である。

【図8】従来技術によるミキサ回路の一例を示すブロック図である。

10 【図9】複数の周波数帯を共用する携帯電話機の一例を示すブロック図である。

【符号の説明】

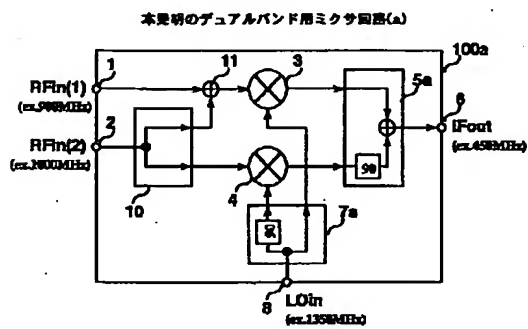
- 1 第1の入力部
- 2 第2の入力部
- 3 第1の増算器
- 4 第2の増算器
- 5a 第2の加算器
- 6 出力部
- 7a 局発信号分配器
- 8 局発入力部
- 10 入力信号分配器
- 11 第1の加算器
- 100a ミキサ回路
- 7b 局発信号分配器
- 8 局発入力部
- 10 入力信号分配器
- 11 第1の加算器
- 100b ミキサ回路
- 10a 入力信号分配器
- 11 第1の加算器
- 100c ミキサ回路
- 10b 入力信号分配器
- 11 第1の加算器
- 100d ミキサ回路
- 50 周波数選倍器
- 51 90度位相シフタ
- 52 第1の信号スイッチ
- 53 第2の信号スイッチ
- 19 アンテナ
- 20 第1の周波数帯域の第1のフィルタ
- 21 第1の周波数帯域の受信増幅器
- 20 第1の周波数帯域の第2のフィルタ
- 23 第2の周波数帯域の第1のフィルタ
- 24 第2の周波数帯域の受信増幅器
- 25 第2の周波数帯域の第2のフィルタ
- 26 第3のフィルタ
- 27 復調器
- 28 第3のフィルタ
- 29 スピーカ
- 30 マイク

17

- 31 局部発振器
 32 変調器
 33 送信増幅器
 40 第1のミキサ回路
 41 第2のミキサ回路
 42 RF入力信号
 42 a 入力信号妨害波 (第1イメージ周波数) Image
 42 b 入力信号妨害波 (第2イメージ周波数の1種)
 2nd Image(1)

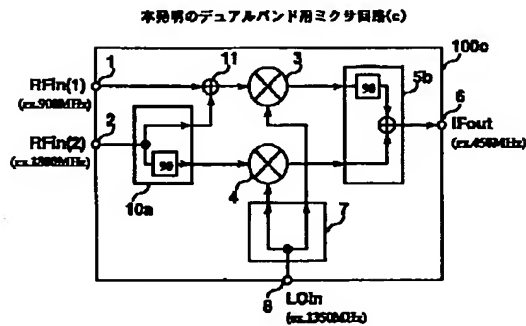
【図1】

【図1】



【図3】

【図3】

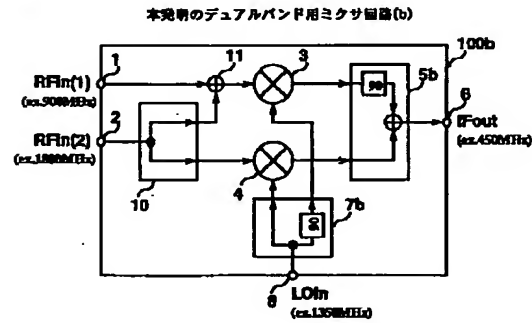


18

- 42 c 入力信号妨害波 (第2イメージ周波数の他の1種) 2nd Image(2)
 43 局発信号LO
 44 第1中間周波数信号IF
 44 b 第1中間周波数妨害波信号IF Image
 45 第2局発信号LO2
 46 第2中間周波数信号IF2
 100 ミキサ回路(従来例)

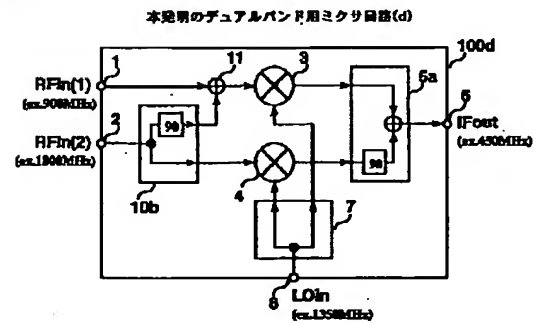
【図2】

【図2】

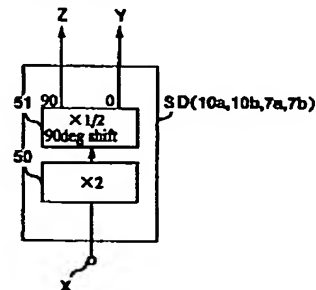


【図4】

【図4】



【図5】

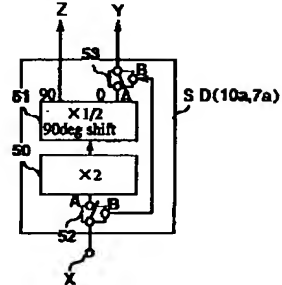
【図5】
信号分配器の構成例

【図6】

【図7】

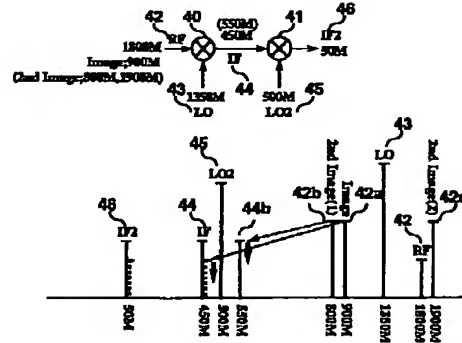
【図6】

信号分配器の回路構成例



【図7】

イメージ周波数配置の例

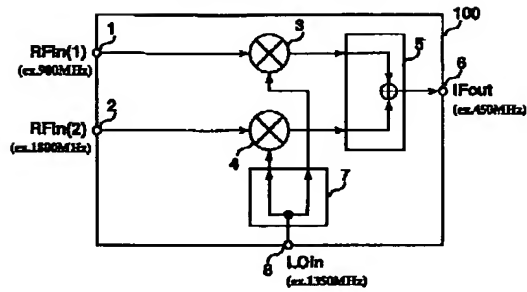


【図8】

【図9】

【図8】

従来のデュアルバンド用ミキサ回路



【図9】

デュアルバンド携帯電話機

